

**This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- **BLACK BORDERS**
- **TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- **FADED TEXT**
- **ILLEGIBLE TEXT**
- **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- **COLORED PHOTOS**
- **BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS**
- **GRAY SCALE DOCUMENTS**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2000115260 A**

(43) Date of publication of application: 21 . 04 . 00

(51) Int. Cl.

H04L 25/02
H04L 27/00(21) Application number: **10294569**(71) Applicant: **ANDO ELECTRIC CO LTD**

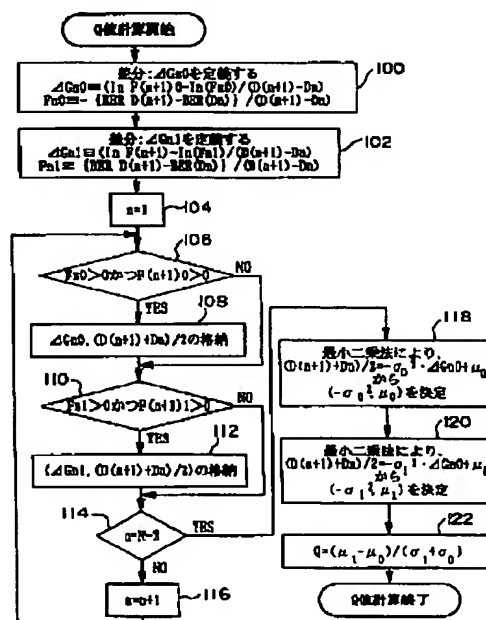
(22) Date of filing: 30 . 09 . 98

(72) Inventor: **KAJI MASANORI****(54) METHOD AND INSTRUMENT FOR MEASURING Q VALUE****(57) Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To measure the Q value at a high-speed by reducing number of arithmetic operations required for measuring the Q-value.

SOLUTION: The method for measuring a Q value that measures the Q value based on a mean value and a standard deviation of a level distribution of received data signals consists of a 1st step where a difference among bit error rates of received data sampled at a plurality of threshold levels that are slightly different is calculated, a 2nd step where a difference is calculated furthermore among difference data obtained in the 1st step, and a 3rd step (steps 118, 120) where a mean value and a standard deviation of a level distribution of received data signals are calculated by using the data obtained in the 1st and 2nd steps (steps 100-116).

COPYRIGHT: (C)2000,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-115260

(P2000-115260A)

(43) 公開日 平成12年4月21日 (2000.4.21)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 4 L 25/02

27/00

識別記号

3 0 2

F I

H 0 4 L 25/02

27/00

テ-マ-コ-ト (参考)

3 0 2 Z 5 K 0 0 4

B 5 K 0 2 9

審査請求 未請求 請求項の数 8 F D (全 9 頁)

(21) 出願番号

特願平10-294569

(22) 出願日

平成10年9月30日 (1998.9.30)

(71) 出願人 000117744

安藤電気株式会社

東京都大田区蒲田4丁目19番7号

(72) 発明者 梶 正憲

東京都大田区蒲田4丁目19番7号 安藤電気株式会社内

(74) 代理人 100064908

弁理士 志賀 正武 (外9名)

Fターム(参考) 5K004 AA01 BB04 BB05

5K029 AA11 HH08 HH13 KK24 KK27

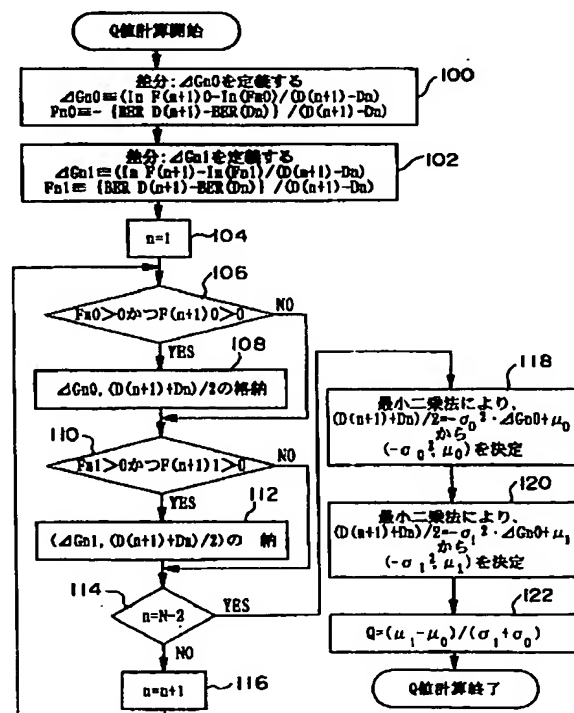
KK28

(54) 【発明の名称】 Q値測定方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 Q値測定に必要な演算回数を低減し、Q値測定的高速化を図る。

【解決手段】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレート間の差分を計算する第1のステップと、第1のステップにより得られた差分データ間で更に差分を演算する第2のステップと、第1、第2のステップ (ステップ100~116) で得られたデータを用いて受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算する第3のステップ (ステップ118、120) とを有する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、

僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、

第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップとを有することを特徴とするQ値測定方法。

【請求項2】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、

僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、

第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、第1、第2のステップで得られたデータを用いて受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算する第3のステップと、
を有することを特徴とするQ値測定方法。

【請求項3】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、

僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、

第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、

第1、第2のステップで得られたデータを用いて、最小二乗法により受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する第3のステップと、
を有することを特徴とするQ値測定方法。

【請求項4】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、

受信データの信号レベル分布について、受信データのうち「0」のレベルの標準偏差と「1」のレベルの標準偏差とが等しいとき、わずかに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、

第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、

第1、第2のステップで得られたデータを用いて、2変数の連立1次方程式を解くことにより受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する第3のステップと、
を有することを特徴とするQ値測定方法。

【請求項5】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定装置におい

て、

受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする受信データ識別手段と、

該受信データ識別手段のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定手段と、

該ビットエラーレイト測定手段により測定された受信データのビットエラーレイトを取り込み、該ビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算する演算手段と、
を有することを特徴とするQ値測定装置。

【請求項6】 前記演算手段は、受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算することを特徴とする請求項5に記載のQ値測定装置。

【請求項7】 前記演算手段は、受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて、最小二乗法により受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算することを特徴とする請求項5に記載のQ値測定装置。

【請求項8】 受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定装置において、

受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする受信データ識別手段と、

該受信データ識別手段のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定手段と、

該ビットエラーレイト測定手段により測定された受信データのビットエラーレイトを取り込み、受信データの信号レベル分布について、受信データのうち「0」のレベルの標準偏差と「1」のレベルの標準偏差とが等しい場合には、わずかに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ得られた差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて、2変数の連立1次方程式を解くことにより受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する演算手段とを有することを特徴とするQ値測定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、Q値測定方法及びQ値測定装置に係り、特にビットエラーレイト分布からQ値を算出するQ値測定方法及びQ値測定装置に関する

る。

【0002】

【従来の技術】ディジタル受信機では、識別回路において識別時間毎に受信信号レベルを閾値レベルと比較して信号パルスの有無を示すデータとして「1」（信号パルス有り）、「0」（信号パルス無し）を決定する。このディジタル受信機により受信された信号レベルは雑音により揺らいでおり、信号レベルの分布は確率密度関数により表現することができる。図4に示すように受信後の「1」の信号レベルの平均値を μ_1 、標準偏差を σ_1 、受信後の「0」の信号レベルの平均値を μ_0 、標準偏差を σ_0 とし、確率密度関数はガウス分布であると仮定する。このときの識別回路の閾値レベルをDとすると、ビットエラーレートBER(D)は次式(1)で与えられる。

【0003】

【数1】

$$\text{BER}(D) = \frac{1}{2} \left\{ \text{erfc} \left(\frac{\mu_1 - D}{\sigma_1} \right) + \text{erfc} \left(\frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \right) \right\} \quad \dots (1)$$

ここで、erfc()は補誤差関数であり、次式(2)で定義される。

【数2】

$$\text{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\beta^2}{2}} d\beta \quad \dots (2)$$

しかし、ビットエラーレートBER(D)が低い領域では、現実的な測定時間内でエラーを検出するのは難しく、例えば[Neal S. Bergano et al., "Margin Measurements in Optical Amplifier System", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, Vol. 5, No. 3, March 1993]に示されているように、システムの信号対雑音比(SNR)はQ値により評価される。Q値は次式(3)で定義される。

【数3】

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad \dots (3)$$

このように、閾値レベルDを変化させてサンプリングした受信データのビットエラーレート分布よりQ値を計算するには、従来では補誤差関数の逆関数を用いた演算処理が必要となる。

【0004】図5にビットエラーレート分布からQ値を演算する従来のQ値測定装置の構成を示す。同図においてQ値測定装置は、識別部10と、ビットエラーレート測定部20と、メモリ30と、計算処理部40とを有している。また、識別部10は、振幅比較器12と、データフリップフロップ(D-FF)14とを有している。この装置は以下のようにしてQ値の測定を行う。受信信号1aのレベルを振幅比較器2により閾値レベル1bと比較し、その比較出力2aをクロック信号1cのタイミングでデータフリップフロップ(D-FF)14によりサンプリ

ングする。ビットエラーレート測定部20はサンプリングされた信号3aをもとに、ビットエラーレートを測定し、ビットエラーレート4aを出力する。ビットエラーレート4aは、閾値レベル1bとともにメモリ30に格納される。

【0005】一方、計算処理部40では、図6に示す手順でQ値の計算を行う。ここで、メモリ30に格納されたビットエラーレートのデータ列は、(D1, BER(D1)), (D2, BER(D2)), (D3, BER(D3)), ..., (DN, BER(DN))のN個で、 $\mu_0 \leq D1 < D2 < D3, \dots, < DN \leq \mu_1$ とする。最初に、 $n=1, 2, 3, \dots, N$ においてBER(Dn)の最小値BERminを求める(ステップ50)。

【0006】次に補誤差関数の逆関数erfc⁻¹()を次数mで級数展開する(ステップ52)。nを1から増加させながら(ステップ54、62)、ビットエラーレートがBER(DN)=BERminとなる(ステップ58)までerfc⁻¹(2BER(DN))を計算し(ステップ56)、DNとあわせてメモリ30に格納する(ステップ60)。これは $\mu_0 \leq DN < \mu_1$ のとき式(1)が次式(4)で近似できることを利用している。

【数4】

$$\text{BER}(D) \approx \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \right) \quad \dots (4)$$

式(4)はさらに、

【数5】

$$D \approx \sigma_0 \text{erfc}^{-1} \{ 2\text{BER}(D) \} + \mu_0 \quad \dots (5)$$

となるから、ステップ60でメモリ30に格納されたデータ(erfc⁻¹(2BER(DN)), DN) (n=1, 2, 3, ...)から、最小二乗法により受信データのうち「0」レベルの平均値 μ_0 と標準偏差 σ_0 が決定される(ステップ64)。

【0007】同様にして、ステップ66～ステップ78において受信データのうち「1」レベルの平均値 μ_1 と標準偏差 σ_1 とが決定される。最後に、Q値の定義式である式(3)より、Q値が計算される(ステップ80)。このように従来のQ値測定装置では図6に示すフロー内の2回のループで最高(2×m×N)回の積和演算が行われることになる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来のQ値測定装置では、測定精度を高めるには、補誤差関数の逆関数を級数展開する際に級数展開の次数mを大きくし、かつ受信信号の有無を判定するための閾値レベルDの刻み幅を小さくする、つまりNを大きくする必要があった。したがって、Q値の測定精度を高めた場合、Q値測定に必要な積和演算の回数が著しく増加し、Q値演算に時間を要するという問題が有った。

【0009】本発明はこのような事情に鑑みてなされた

ものであり、補誤差関数の逆関数を直接用いることなく、演算回数の少ないQ値測定方法を提供することを第1の目的とする。また本発明は、本発明のQ値測定方法を実施することにより高速にQ値測定を行うことができるQ値測定装置を提供することを第2の目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明の第1の目的を達成するために請求項1に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップとを有することを特徴とする。

【0011】また請求項2に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、第1、第2のステップで得られたデータを用いて受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算する第3のステップとを有することを特徴とする。

【0012】また請求項3に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、第1、第2のステップで得られたデータを用いて、最小二乗法により受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する第3のステップとを有することを特徴とする。

【0013】また請求項4に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定方法において、受信データの信号レベル分布について、受信データのうち「0」のレベルの標準偏差と「1」のレベルの標準偏差とが等しいとき、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算する第1のステップと、第1のステップにより得られた差分データ間でさらに差分を計算する第2のステップと、第1、第2のステップで得られたデータを用いて、2変数の連立1次方程式を解くことにより受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する第3のステップとを有することを特徴とする。

【0014】請求項1乃至4に記載の発明によれば、測定されたビットエラーレイト分布から受信信号レベルの平均値と標準偏差とを算出するのに、補誤差関数の逆関

数を使用せず、ビットエラーレイト測定データ間の差分演算を行うことにより算出するようにしたので、演算回数を低減することができ、Q値測定を高速に行うことができる。

【0015】本発明の第2の目的を達成するために請求項5に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定装置において、受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする受信データ識別手段と、該受信データ識別手段のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定手段と、該ビットエラーレイト測定手段により測定された受信データのビットエラーレイトを取り込み、該ビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算する演算手段とを有することを特徴とする。

【0016】また請求項6に記載の発明は、請求項5に記載のQ値測定装置において、前記演算手段は、受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算することを特徴とする。

【0017】また請求項7に記載の発明は、請求項5に記載のQ値測定装置において、前記演算手段は、受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ算出された差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて、最小二乗法により受信データの信号レベル分布の平均値及び標準偏差を計算することを特徴とする。

【0018】また請求項8に記載の発明は、受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差に基づいてQ値を測定するQ値測定装置において、受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする受信データ識別手段と、該受信データ識別手段のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定手段と、該ビットエラーレイト測定手段により測定された受信データのビットエラーレイトを取り込み、受信データの信号レベル分布について、受信データのうち「0」のレベルの標準偏差と「1」のレベルの標準偏差とが等しい場合には、僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングされた受信データのビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ得られた差分データ間でさらに差分を計算すると共に、前記差分データ及び該差分データを差分演算することにより得られるデータを用いて、2変数の連立1次方程式を解くことにより受信データの信号レベル分布の平均値と標準偏差を計算する演算手段とを有することを特徴とする。

【0019】請求項5乃至8に記載の発明によれば、本

発明に係るQ値測定方法を使用するようにしたので、Q値測定に必要な演算回数を低減することができ、Q値測定を高速に行うことができる。

【0020】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。本発明の第1の実施の形態に係るQ値測定装置は、計算処理部の処理内容が従来装置と異なるが、その構成はブロック図における表現上、図5に示す従来のQ値測定装置と同様であるので、図5を用いて説明する。

【0021】本発明の第1の実施の形態に係るQ値測定装置は、受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする識別部10と、この識別部10のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定部20と、ビットエラーレイト測定部20により測定された受信データのビットエラーレイト及び閾値レベルを記憶するメモリ30と、メモリ30に記憶されているビットエラーレイト及び閾値レベルを読み出しこれらのデータに基づいてビットエラーレイト間の差分を計算し、かつ計算された差分データ間で更に差分を計算する計算処理部40とを有している。

【0022】識別部10は、振幅比較器12と、データフリップフロップ(D-FF)14とを有している。尚、識別部10は本発明の受信データ識別手段に、ビットエラーレイト測定部20は本発明のビットエラーレイト測定手段に、計算処理部40は本発明の演算手段に、それぞれ相当する。

【0023】上記構成において、本実施の形態に係るQ値測定装置は以下のようにしてQ値の測定を行う。まず受信信号1aのレベルを振幅比較器12により閾値レベル1bと比較し、その比較出力2aをクロック信号1cのタイミングでデータフリップフロップ(D-FF)14によりサンプリングする。ビットエラーレイト測定部20はサンプリングされた信号3aをもとに、ビットエラーレイトを測定し、ビットエラーレイト4aを出力する。ビットエラーレイト4aは、閾値レベル1bと共にメモリ30に格納される。

【0024】一方、計算処理部40では、メモリ30に格納された閾値レベル D_n 及びビットエラーレイト $BER(D_n)$ ($n=1, 2, \dots, N$)の対のデータのN個のデータ列、 $(D_1, BER(D_1))$, $(D_2, BER(D_2))$, $(D_3, BER(D_3))$, ..., $(D_N, BER(D_N))$ ($\mu_0 \leq D_1 < D_2 < D_3 < \dots < D_N \leq \mu_1$)を読み出し、これらのデータに対して図1に示す手順でQ値を測定するための演算を行う。まずステップ100では、次式(6)、(7)に基づいて*

(5)

特開2000-115260

8

* 差分 ΔG_{n0} の定義を行う。

【0025】

【数6】

$$\Delta G_{n0} \equiv \frac{\ln F(n+1) - \ln F_n}{D(n+1) - D_n} \quad \dots (6)$$

【数7】

$$F_n \equiv - \frac{BER(D(n+1)) - BER(D_n)}{D(n+1) - D_n} \quad \dots (7)$$

10

同様に、ステップ102では、次式(8)、(9)に基づいて差分 ΔG_{n1} の定義を行う。

【0026】

【数8】

$$\Delta G_{n1} \equiv \frac{\ln F(n+1) - \ln F_n}{D(n+1) - D_n} \quad \dots (8)$$

【数9】

$$F_{n1} \equiv \frac{BER(D(n+1)) - BER(D_n)}{D(n+1) - D_n} \quad \dots (9)$$

20

【0027】 n を1から $N-2$ まで増加させながら(ステップ104、114、116)、 $F_{n0} > 0$ かつ $F(n+1) > 0$ のときステップ108によりデータ $(\Delta G_{n0}, (D(n+1) + D_n)/2)$ を、 $F_{n1} > 0$ かつ $F(n+1) > 0$ のときステップ112よりデータ $(\Delta G_{n1}, (D(n+1) + D_n)/2)$ をメモリ30に格納する。メモリ30に格納されたデータ $(\Delta G_{n0}, (D(n+1) + D_n)/2)$ ($n=1, 2, 3, \dots$)から、最小二乗法により $-\sigma_0^2$ と μ_0 が決定される(ステップ118)。

【0028】同様に、 $(\Delta G_{n1}, (D(n+1) + D_n)/2)$ ($n=1, 2, 3, \dots$)から、 $-\sigma_1^2$ と μ_1 が決定される(ステップ120)。次いで、定義式である式(3)より、Q値が計算される(ステップ122)。このようにして図1に示す処理フロー内のステップ106からステップ116のループで高々 $5 \times N$ 回の積和演算と $4 \times N$ 回の対数計算が行われることになる。

【0029】図1の処理フローに示した差分 ΔG_{n0} の意味は以下のとおりである。受信データの「0」レベルの平均値 μ_0 と標準偏差 σ_0 を求めるために、式(1)を式(4)で近似し、さらに式(4)の両辺を閾値レベル D で微分することにより次式(10)を得る。

【0030】

【数10】

$$\frac{d}{dD} BER(D) \equiv - \frac{1}{2\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_0} \exp \left\{ - \frac{1}{2} \left(\frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \right)^2 \right\} \quad \dots (10)$$

式(10)の両辺について対数をとれば、次式(11)

が得られる。

30

40

【数 11】

$$\ln \left\{ -\frac{d}{dD} \text{BER}(D) \right\} = -\ln(2\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_0) - \frac{1}{2} \left(\frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \right)^2 \dots (11)$$

【0031】ここで、 $F_0(D)$ を次式 (12) で定義すると、
 * 式 (11) は式 (13) となる。
 【数 13】

【数 12】

$$F_0(D) \equiv -\frac{d}{dD} \text{BER}(D) > 0 \dots (12)$$

$$\ln F_0(D) \equiv -\ln(2\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_0) - \frac{1}{2} \left(\frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \right)^2 \dots (13)$$

【0032】測定により閾値レベル D は連続量から離散値 D_n ($n=1, 2, 3, \dots, N$) となるから、閾値レベル D の刻み幅が十分に小さいとき、式 (12)、式 ※
 ※ (13) はそれぞれ 式 (7)、式 (14) 式となる。
 【数 14】

$$\ln F_{n0} = -\ln(2\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_0) - \frac{1}{2} \left(\frac{D_n - \mu_0}{\sigma_0} \right)^2 \dots (14)$$

さらに、式 (14) において、漸化式を考えると次式 (15) となる。
 ★ 【数 15】

$$\ln F_{(n+1)0} - \ln F_{n0} = \frac{D_{(n+1)} - D_n}{\sigma_0^2} \left(\mu_0 - \frac{D_{(n+1)} + D_n}{2} \right) \dots (15)$$

【0033】定義した式 (6) を用いると式 (15) は次式 (16) となる。

【数 16】

$$\frac{D_{(n+1)} + D_n}{2} = -\sigma_0^2 \cdot \Delta G_{n0} + \mu_0 \dots (16)$$

よって、データ (ΔG_{n0} , $(D_{(n+1)} + D_n)/2$) ($n=1, 2, 3, \dots$) から、最小二乗法により $-\sigma_0^2$ と μ_0 とを決定することができる。同様に、受信データの「1」レベルの平均値 μ_1 と標準偏差 σ_1 を求めるために、差分 ΔG_{n1} が式 (8) で定義され、次式 (17) から最小二乗法により $-\sigma_1^2$ と μ_1 とを決定することができる。

【0034】

【数 17】

$$\frac{D_{(n+1)} + D_n}{2} = -\sigma_1^2 \cdot \Delta G_{n1} + \mu_1 \dots (17)$$

このようにして受信データの「0」レベルの平均値 μ_0 及び標準偏差 σ_0 、受信データの「1」レベルの平均値 μ_1 及び標準偏差 σ_1 が決定される。最後に、Q 値の定義式である式 (3) より、Q 値が計算される (ステップ 122)。

【0035】以上に説明したように本発明の第 1 の実施形態に係る Q 値測定装置によれば、Q 値測定に必要な演算回数を大幅に低減することができる。例えば、 $\mu_0 = 1V$ 、閾値レベルの刻み幅 $= 10mV$ のとき閾値レベルのデータ数は $N=100$ となる。この場合に従来の Q 値測定装置では、Q 値を計算するのに補誤差関数の

逆関数の級数展開の次数を $m=10$ とすれば、積和演算の回数は最高 2000 回となる。これに対して本発明の第 1 の実施形態に係る Q 値測定装置では、高々 500 回の積和演算と 400 回の対数計算で Q 値を計算することができる。

【0036】次に本発明の第 2 の実施形態に係る Q 値測定装置の構成を図 2 に示す。同図において、Q 値測定装置は、受信データを僅かに異なる複数の閾値レベルでサンプリングする識別部 10 と、識別部 10 のサンプリング出力に基づいて受信データのビットエラーレイトを測定するビットエラーレイト測定部 20 と、ビットエラーレイト測定部 20 により測定されたビットエラーレイト及び閾値レベルを取り込み、リアルタイムで Q 値を計算する計算処理部 40 とを有している。また、識別部 10 は、振幅比較器 12 と、データフリップフロップ (D-F) 14 とを有している。

【0037】本発明の実施の形態に係る Q 値測定装置では、リアルタイムで Q 値の測定を行うので、第 1 の実施形態に係る Q 値測定装置のようにメモリを必要としない。図 2 において識別部 10 は本発明の受信データ識別手段に、ビットエラーレイト測定部 20 は本発明のビットエラーレイト測定手段に、計算処理部 40 は本発明の演算手段に、それぞれ相当する。

【0038】本発明の実施の形態に係る Q 値測定装置は、以下のようにして、Q 値の測定を行う。受信信号のレベル 1a をレベル閾値 1b と振幅比較器 12 で比較し、その比較出力 2a をクロック信号 1c で、データフリップフロップ (D-FF) 14 によりサンプリングする。

サンプリングされた信号3aをもとに、ビットエラーレート測定部20はビットエラーレート4aを出力する。計算処理部40では、ビットエラーレート4aとレベル閾値1bをもとに以下の演算処理を行う。ここでは、測定されたビットエラーレートの分布が対称である場合、つまり、 $\sigma_0 = \sigma_1$ 、 $\mu_0 < \mu_1$ 、 $(\mu_1 - D) / \sigma_1 = (D - \mu_0) / \sigma_0$ である場合を例にとり、説明する。ビットエラーレートの分布が対称である場合のQ値の定義式(3)は次式(18)となる。

【0039】

【数18】

$$Q = \frac{\mu_1 - D}{\sigma_1} = \frac{D - \mu_0}{\sigma_0} \quad \dots (18)$$

$$\frac{(D_i + D(i-1))}{2} - \frac{D(i-1) + D(i-2)}{2} = -\sigma_0^2 (= \Delta G_{i0} - \Delta G(i-1)_0) \quad \dots (19)$$

したがって ΔG_{i0} と $\Delta G(i-1)_0$ から標準偏差 σ_0 が求まる。さらに、式(16)より次式(20)が得られ、

【数20】

$$\mu_0 = \frac{D_i + D(i-1)}{2} + D\sigma_0^2 \cdot \Delta G_{i0} \quad \dots (20)$$

式(20)から μ_0 が求まる。よって、式(18)からQ値が求まる。

【0041】上記の演算処理について図3を参照して説明する。同図においてステップ200では、式(6)、

(7)に基づいて差分 ΔG_{n0} の定義を行う。次いでステップ202～210では、 $F_n > 0$ となる最初の値を探す。次いでステップ212～216では続く2番目の $F_n > 0$ となる値を探す。これらの一連の処理によって、ステップ218で初めて差分 ΔG_{n0} が計算される。

【0042】さらにステップ220～226で3番目の $F_n > 0$ となる値を探し、ステップ228で2番目の差分 ΔG_{n0} が計算され、計算されたこれら二つの差分 ΔG_{n0} に対して標準偏差 σ_0 の2乗、 σ_0^2 と平均値 μ_0 を変数とする連立1次方程式(式(19)、式(20))を解くことにより標準偏差 σ_0 の2乗、 σ_0^2 と平均値 μ_0 が決定される(ステップ230、232)。そして、ステップ234で式(18)に基づいてQ値を計算する。

【0043】本発明の第2の実施形態に係るQ値測定装置によれば、本発明の第1の実施形態により得られる効果に加えて、レベル閾値 D_n を変えながらその都度リアルタイムでQ値を測定することができるという効果が得られる。尚、本実施の形態では二つの差分 ΔG_{n0} から標準偏差 σ_0 及び平均値 μ_0 を求め、これらの値からQ値を求めているが、二つの差分 ΔG_{n1} から標準偏差 σ_1 及 ※

* よって、 μ_0 及び σ_0 、または μ_1 及び σ_1 が求めればQ値を計算することができる。 μ_0 から μ_1 までの領域を $\mu_0 \leq D_1 < D_2 < D_3, \dots, < D_N \leq \mu_1$ のように(N+1)分割し、測定点をN個とすると、この中に少なくとも連続して $F_n > 0$ となる $n=i, i-1, i-2$ があるとすると、つまり、連続して ΔG_{i0} と $\Delta G(i-1)_0$ が計算できるとする。このとき、式(16)から次式(19)が得られる。

【0040】

10 【数19】

*

※び平均値 μ_1 を求め、これらの値からQ値を求めるようにしても同様である。

20 【0044】

【発明の効果】以上に説明したように、請求項1乃至4に記載の発明によれば、測定されたビットエラーレート分布から受信信号レベルの平均値と標準偏差とを算出するのに、補誤差関数の逆関数を使用せず、ビットエラーレート測定データ間の差分演算を行うことにより算出するようにしたので、演算回数を低減することができ、Q値測定を高速に行うことができる。

【0045】また請求項5乃至8に記載の発明によれば、本発明に係るQ値測定方法を使用するようにしたので、Q値測定に必要な演算回数を低減することができ、Q値測定を高速に行うことができる。

【図の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係るQ値測定装置の処理内容を示すフローチャート。

【図2】本発明の第2の実施形態に係るQ値測定装置の構成を示すブロック図。

【図3】本発明の第2の実施形態に係るQ値測定装置の処理内容を示すフローチャート。

【図4】受信信号レベルの確率分布を示す説明図。

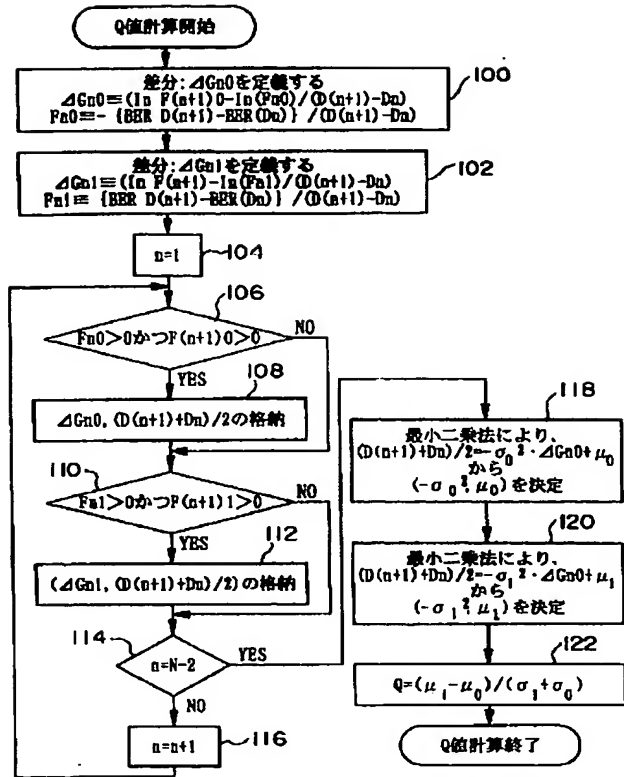
【図5】従来のQ値測定装置の構成を示すブロック図。

【図6】図5に示すQ値測定装置の処理内容を示すフローチャート。

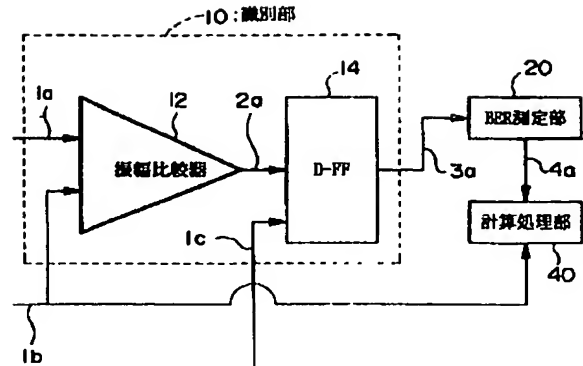
【符号の説明】

- 10 識別部
- 12 振幅比較器
- 14 データフリップフロップ
- 20 ビットエラーレート測定部
- 30 メモリ
- 40 計算処理部

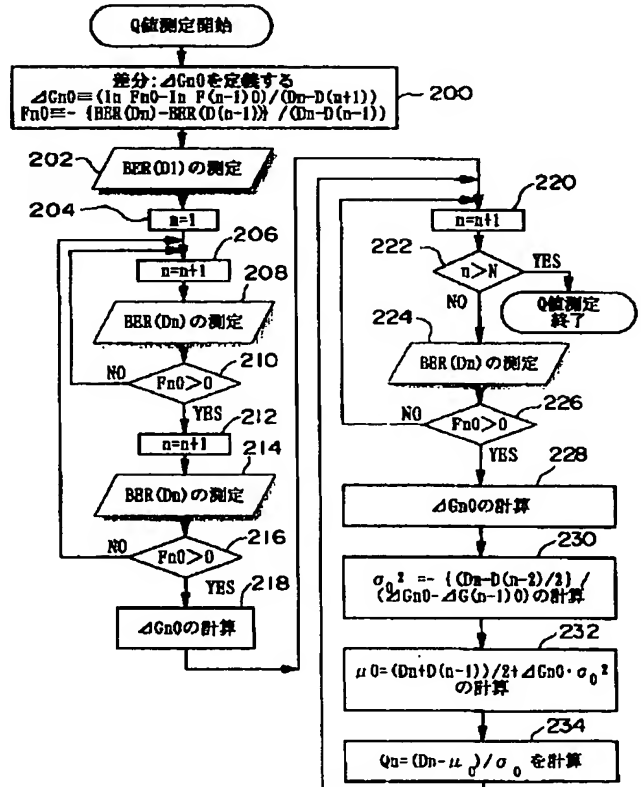
【図 1】



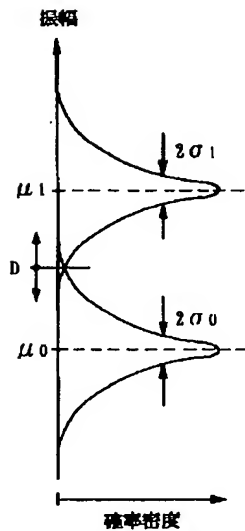
【図 2】



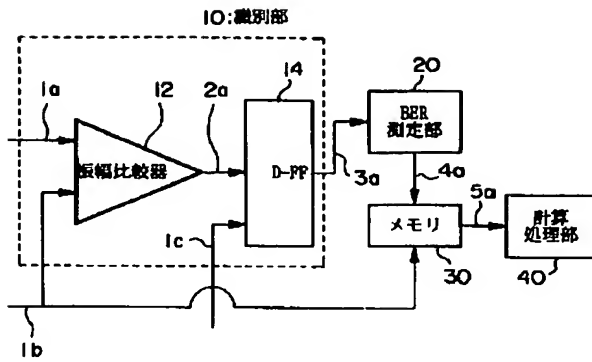
【図 3】



【図 4】



【図5】



【図6】

